

# ISTITUTO NAZIONALE DI FISICA NUCLEARE

Sezione di Napoli

---

INFN/AE-92/01  
4 Gennaio 1993

S. Buontempo, L. Parascandolo, P. Parascandolo e F. Riccardi :

**ELETTRONICA DI ELABORAZIONE ED ACQUISIZIONE DEI SEGNALI  
PER MISURE SISTEMATICHE DELLE PROPRIETÀ DI FIBRE OTTICHE  
SCINTILLANTI**

Servizio Documentazione  
dei Laboratori Nazionali di Frascati

**ELETTRONICA DI ELABORAZIONE ED ACQUISIZIONE DEI SEGNALI PER  
MISURE SISTEMATICHE DELLE PROPRIETÀ DI FIBRE OTTICHE  
SCINTILLANTI**

S. Buontempo, L. Parascandolo, P. Parascandolo e F. Riccardi \*  
I.N.F.N. Sezione di Napoli

Per la realizzazione di grandi rivelatori di particelle basati sull'uso di fibre ottiche scintillanti, è necessario disporre di attrezzature che permettano prove sistematiche su larga scala delle proprietà delle fibre ed in particolare della loro lunghezza di attenuazione. Nel presente articolo si descrive l'elettronica di elaborazione dei segnali e di acquisizione dati messa a punto per lo studio delle proprietà delle fibre ottiche scintillanti da utilizzare nel calorimetro a piombo e fibre scintillanti dell'esperimento CHORUS.

**1. - INTRODUZIONE**

Questa nota ha lo scopo di descrivere l'apparecchiatura sviluppata e costruita per prove sistematiche sulle fibre plastiche scintillanti utilizzate nei moduli prototipo del calorimetro a piombo e fibre scintillanti dell'esperimento CHORUS, dedicato alla ricerca di oscillazioni  $\nu_\mu - \nu_\tau$  sul fascio di neutrini del CERN. Dopo una descrizione delle caratteristiche delle fibre scintillanti rilevanti per un loro impiego in rivelatori di particelle, viene descritta l'apparecchiatura utilizzata per prove sistematiche delle loro caratteristiche con una sorgente radioattiva. La nota è dedicata in particolar modo all'elettronica sviluppata per l'elaborazione e per l'acquisizione del segnale proveniente dal fotomoltiplicatore, che raccoglie la luce prodotta. L'apparecchiatura descritta è stata utilizzata per saggiare le caratteristiche di fibre SCSF-81 prodotte dalla Kuraray. La nota viene conclusa con una presentazione delle prestazioni che sono state ottenute dall'apparecchiatura sviluppata e messa a punto.

**2. - CARATTERISTICHE DELLE FIBRE SCINTILLANTI**

Gli esperimenti di fisica delle particelle elementari richiedono considerevoli progressi nella tecnologia dei rivelatori. Le fibre ottiche scintillanti presentano alcune caratteristiche che le rendono particolarmente adatte a tale scopo:

- 1) elevata velocità di trasmissione dei segnali e quindi possibilità di operare ad alte frequenze di eventi;

---

\* Borsista Digital Corporation

- 2) ottime caratteristiche ottiche, che permettono di trasmettere segnali su distanze relativamente grandi;
- 3) capacità di operare in presenza di campi magnetici.

Le fibre ottiche scintillanti sono state utilizzate con successo per tracciamento di traiettorie di particelle ed è ai suoi inizi una utilizzazione in calorimetria. L'uso di fibre nei calorimetri permette di ottenere una elevatissima granularità nella distribuzione dello scintillatore nel materiale passivo del calorimetro e quindi nel campionamento dello sciame; questo migliora considerevolmente la risoluzione di energia, riducendo la componente  $\sigma_{\text{samp}}$  dovuta al campionamento. Indipendentemente da questo, la granularità nella lettura viene in pratica determinata in base alle dimensioni laterali degli sciame, per cui più fibre sono raggruppate in un unico canale di lettura.

Prima di analizzare le proprietà delle fibre plastiche scintillanti, di interesse per la calorimetria, descriviamo la loro struttura interna ed i processi di scintillazione e trasmissione della luce. Una fibra (fig. 1) è costituita da:

- un nucleo interno detto "core", di un diametro che per le applicazioni calorimetriche da noi considerate è di circa 1 mm;
- una guaina esterna detta "cladding", di circa 30  $\mu\text{m}$  di spessore.

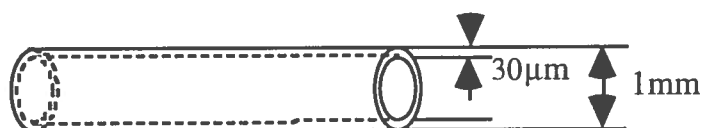


FIG. 1 – Struttura di una fibra plastica scintillante.

Il core è realizzato in polistirene, drogato con uno scintillatore primario (PDB) ed uno scintillatore secondario (DBD o POPOP). Il cladding è realizzato in materiale (Polivinil-acetato) con indice di rifrazione  $n_2$  (~1.46) più basso di quello  $n_1$  (~1.59) del "core".

Una particella incidente provoca un'eccitazione dello scintillatore primario (PDB) che emette luce nell'ultravioletto (UV  $\lambda \sim 375\text{nm}$ ). Tale luce eccita lo scintillatore secondario (DBD o POPOP) che emette luce a  $\lambda \sim 450\text{ nm}$ . Gli scintillatori primario e secondario sono scelti in modo che il primo emetta nel campo di eccitazione del secondo (fig. 2) ed il secondo nella gamma in cui è sensibile il fotomoltiplicatore (PM), tipico rivelatore della luce emessa.

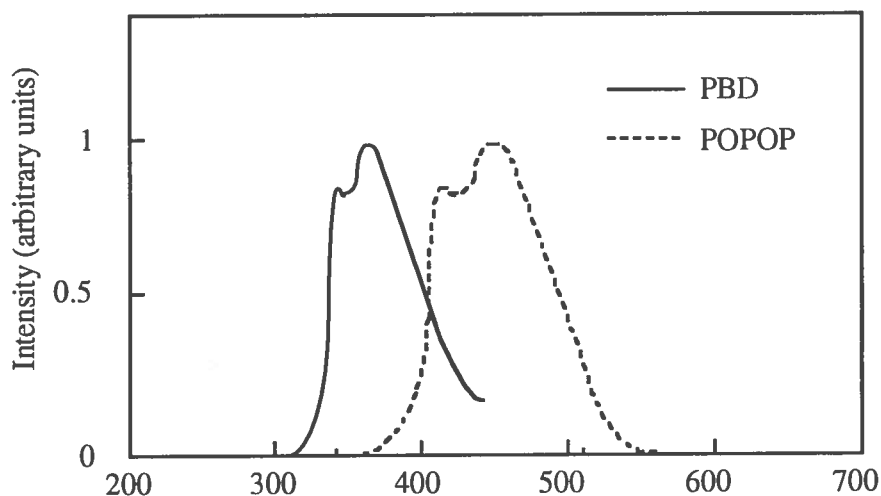


FIG. 2 – Spettri di emissione di scintillatori primario e secondario.

Il fenomeno di propagazione di luce nella fibra è regolato dalle riflessioni sulla interfaccia tra core e cladding. In base alla legge di Snell ( $n_1 \sin \phi = n_2 \sin \theta$ , ove  $\phi$  e  $\theta$  sono gli angoli, rispettivamente nel core e nel cladding, tra il "raggio" di luce e la normale all'interfaccia), i raggi di luce che si propagano nel core con  $\phi > \phi_c = \arcsin(n_2/n_1)$  subiscono una riflessione totale e si propagano lungo la fibra; quelli con  $\phi < \phi_c$  passano nel cladding e sono attenuati rapidamente, salvo una piccola frazione recuperata grazie ad un effetto di incanalamento nel cladding.

Data la ridotta dimensione trasversale della fibra rispetto alla sua lunghezza, la luce emessa nella fibra subisce molte riflessioni prima di raggiungere il PM, per cui anche piccole imperfezioni riducono drasticamente il segnale in uscita: la lunghezza di attenuazione ( $\lambda_{att}$ ) della fibra viene essenzialmente determinata dalla qualità dell'interfaccia core-cladding. La qualità e l'uniformità della risposta della fibra si trovano così a dipendere criticamente dal livello tecnologico del processo di produzione. Analizzando al PM la distribuzione angolare della luce in uscita dalla fibra per varie distanze della sorgente, si è visto che essa è molto più stretta se la luce deve percorrere grosse distanze; la luce emessa con angoli prossimi a  $\phi_c$  subisce in effetti più riflessioni ed è quindi molto più attenuata di quella emessa lungo l'asse della fibra.

Al fine di ridurre al massimo gli effetti strumentali sulle prestazioni del calorimetro rispetto a quelli intrinseci alla formazione dello sciame, il segnale fornito dal calorimetro deve dipendere il meno possibile da *quali* fibre sono interessate e da *dove* sono colpite. Le prestazioni possono quindi essere deteriorate da:

- a) disuniformità nell'efficienza quantica del fotocatodo del PM;
- b) perdite di luce dovute ad un imperfetto accoppiamento ottico tra fibre e PM;
- c) fluttuazioni nell'emissione di luce da fibra a fibra;
- d) attenuazione di luce nelle fibre e sue disuniformità.

I primi tre fenomeni provocano disuniformità di segnale a seconda di *quali* fibre sono colpite; l'ultimo provoca la dipendenza del segnale anche da *dove* è colpita la fibra longitudinalmente.

L'entità di questi effetti è diversa per rivelazione di sciami adronici ed elettromagnetici (e.m.). I fenomeni a) e b) non hanno grande rilevanza nel caso di sciami adronici, perché le loro dimensioni laterali sono grandi rispetto alla granularità di lettura del rivelatore. Viceversa, essi sono rilevanti nella rivelazione di sciami e.m.. Le fluttuazioni da fibra a fibra sono tanto più importanti quanto più è piccolo il numero di fibre interessate da uno stesso sciame e quindi pure i loro effetti sono trascurabili per sciami adronici, ma non per sciami e.m..

La geometria più opportuna per i calorimetri di esperimenti a collisionatori, ma non per quello dell'esperimento CHORUS, è tale che lo sciame si propaga longitudinalmente rispetto alle fibre; lo sviluppo longitudinale dello sciame determina quindi il profilo temporale del segnale e il segnale proveniente da uno sciame adronico, molto più lungo di uno sciame e.m., viene maggiormente deformato dall'attenuazione della luce nelle fibre.

Risultati ottenuti con programmi di simulazione di sciami e.m. ed adronici mostrano che in un calorimetro a piombo-fibre scintillanti con disposizione dei moduli trasversa rispetto alle particelle incidenti, come nell'esperimento CHORUS, per limitare all'1% gli effetti strumentali sulla risoluzione di energia la disuniformità in  $\lambda_{att}$  da fibra a fibra deve essere inferiore al 8%. E' evidentemente preferibile avere il massimo valore medio di  $\lambda_{att}$ , in modo da ridurre al minimo il termine correttivo che la attenuazione stessa comporta nell'analisi dei dati.

Il nucleo di una fibra è realizzato partendo da una colonna non ancora solidificata, costituita da polistirene drogato con scintillatore primario e secondario, spinta contro una sorta di "imbuto" con foro di uscita di 1 mm. La velocità di estrazione della fibra è controllata mediante un sistema a retroazione basato su una misura al laser del diametro della fibra stessa. Tale controllo assicura un diametro di  $1 \text{ mm} \pm 10 \text{ }\mu\text{m}$ : la dispersione  $\sigma_{\text{diam}} \sim 1\%$  risulta ininfluenza sull'uniformità di risposta.

Un "preform" è un insieme di fibre ottenute da una stessa barra di materiale plastico scintillante. Ogni preform è costituito da 5-7 gruppi di fibre prese a diverse altezze della barra iniziale. Ogni gruppo contiene  $\sim 100$  fibre. Ogni preform è diverso dagli altri a causa di differenze nel drogaggio del polistirene. A causa di disuniformità di distribuzione degli scintillatori droganti, anche in uno stesso preform vi possono essere differenze tra le fibre del gruppo ottenuto dalla parti iniziale, centrale e finale.

### 3. - APPARATO SPERIMENTALE

Per verificare l'uniformità di risposta (sia in termini di  $\lambda_{\text{att}}$  che di quantità di luce emessa) tra le fibre di uno stesso preform e tra i vari preform, si è realizzato un sistema automatizzato col quale si sono potute controllare, una alla volta, 10 fibre per ogni gruppo di ogni preform. Le misure sono state effettuate eccitando le fibre con elettroni  $\beta$  di una sorgente radioattiva di  $^{90}\text{Sr}$  avente l'intensità di circa 0.6 mCurie.

Le misure sono state effettuate su fibre lunghe 3.8 m. L'apparato realizzato per le misure è contenuto in una scatola di legno di 5 m di lunghezza e  $0.5 \times 0.5 \text{ m}^2$  di sezione trasversa, a tenuta di luce e internamente ricoperta da un panno nero per eliminare riflessioni della luce. Nella scatola è disposta una base rettificata di supporto e fissaggio della fibra sottoposta a misura. L'accoppiamento ottico tra fibra e PM è realizzato mediante una guida di luce in plexiglass. Per le misure è stato utilizzato un PM Thorn EMI a 11 stadi. Un sistema di protezione ad interlock disconnette l'alta tensione dal PM quando la scatola è aperta.

L'analisi in frequenza e in ampiezza dei segnali uscenti dal PM ha permesso la caratterizzazione della frequenza di uscita del segnale in funzione dell'HV e della distanza della sorgente dal PM. Si sono così scelti i valori dell'HV e della soglia di discriminazione a cui lavorare in modo da ottimizzare il rapporto segnale/rumore (S/N) sia lontano che in prossimità del PM, evitando effetti di saturazione. Con il PM utilizzato per le misure, sono stati fissati i valori di 6 mV per la soglia e di 1825 V per HV.

La sorgente è posta a 1 cm di altezza rispetto alla fibra e la sua focalizzazione è tale da interessare circa 0.5 cm di lunghezza della fibra, il che praticamente assicura una sua eccitazione localizzata.

La sorgente scorre su una coppia di binari rettificati. Mediante una cinghia di plastica dentata il supporto della sorgente è collegato a due ruote dentate, collegate rispettivamente a un motore ed a un potenziometro. Il motore è alimentato a 24 V ed è arrestato da due interruttori di fine corsa posti sui binari. La ruota dentata collegata al potenziometro fornisce un segnale analogico, funzione lineare della posizione della sorgente. Una logica di controllo consente la gestione manuale o automatizzata del moto della sorgente.

Per distanze fra sorgente e PM superiori a 1 m, lo spettro della luce in uscita dalla fibra non presenta componenti con  $\lambda < 420 \text{ nm}$ . Tali componenti danno invece un forte contributo per distanze inferiori, a discapito di  $\lambda_{\text{att}}$ . Questo accade perchè gli spettri di assorbimento ed emissione dello scintillatore secondario si sovrappongono per lunghezze d'onda  $\lambda \sim 400\text{-}420 \text{ nm}$

e quindi in tale gamma la luce emessa nella fibra lontano dal PM tende a essere maggiormente riassorbita dalla fibra stessa. L'uso di un filtro tra fibra e PM evita questo effetto ed assicura  $\lambda_{att}$  maggiori. Si è utilizzato con un filtro giallo Kodak Wratten n.3, che taglia le componenti di luce con  $\lambda < 450$  nm.

La risposta delle fibre è stata campionata ogni 15 cm. I segnali del PM e l'informazione relativa alla posizione della sorgente della carica integrale raccolta dal PM, sono stati acquisiti mediante un calcolatore MacIntosh IICI. Per le varie posizioni della sorgente, mediante l'elettronica presentata nel capitolo successivo, la carica in uscita dal PM è stata integrata in un intervallo di tempo definito da un cristallo di quarzo. La lunghezza di attenuazione è stata calcolata tramite un fit esponenziale dei valori ottenuti nelle varie posizioni.

#### 4. – ELABORAZIONE ED ACQUISIZIONE DEL SEGNALE

Lo schema a blocchi dell'elettronica sviluppata per l'elaborazione e l'acquisizione del segnale è riportato in Fig. 3. Essa è suddivisa in due unità: una prossima al fotomoltiplicatore e l'altra alloggiata in un cassetto NIM.

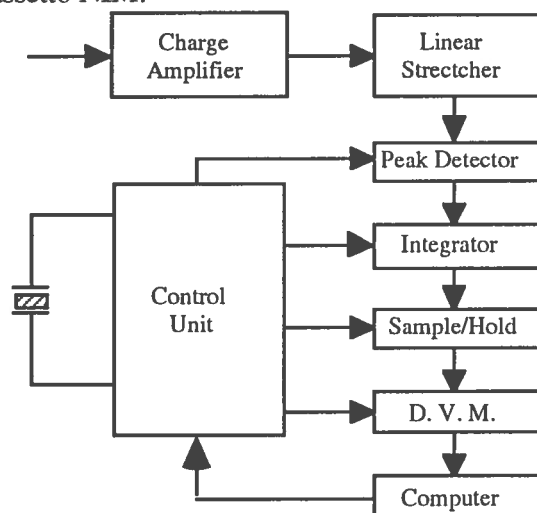


FIG. 3 – Schema a blocchi dell'elettronica per l'elaborazione e l'acquisizione del segnale

L'uscita del fotomoltiplicatore viene inviata ad un preamplificatore di carica e quindi ad uno stretcher lineare, il quale pilota un rivelatore di picco la cui ampiezza di uscita è proporzionale alla carica in uscita dal fotomoltiplicatore.

L'uscita del rivelatore di picco è campionata per un intervallo di tempo definito ed inviata ad un integratore di precisione.

L'uscita dell'integratore pilota un circuito "sample and hold" finale, la cui uscita viene letta da un voltmetro digitale Philips PM2120 interfacciato al computer via GPIB. La logica di controllo, basata su di un quarzo ad 8 MHz, fornisce le necessarie temporizzazioni a tutto il sistema, ed è anch'essa attivata dal computer tramite interfaccia GPIB.

##### 4.1. – Il preamplificatore di carica

Il preamplificatore di carica adotta uno schema di principio classico [3] [4] [5], mostrato in Fig. 4. L'emitter follower in uscita del preamplificatore di carica serve come disaccoppiatore.

Nella realizzazione abbiamo usato i transistors 2N918 con  $f_t$  di 1 GHz, una capacità di retroazione di 1.8 pF e diodi hot carrier HP2900. Si noti che quando si utilizzano componenti aventi frequenze di taglio molto elevate, la realizzazione circuitale deve essere molto accurata: nel layout del circuito è necessario usare tutti gli accorgimenti tipici degli stadi ad alta frequenza.

La funzione di trasferimento del preamplificatore, ottenuta con segnali d'ingresso simili a quelli ottenuti dalle fibre, è riportata in Fig. 5.

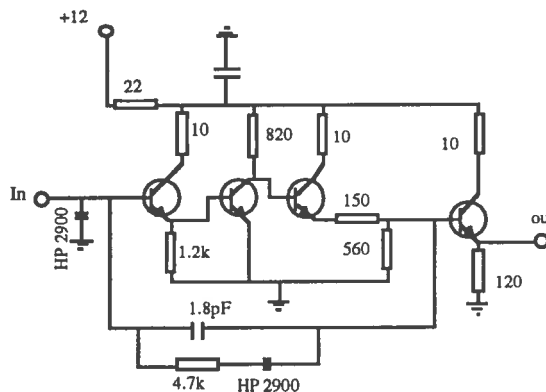


FIG. 4 – Schema circuitale del preamplificatore di carica.

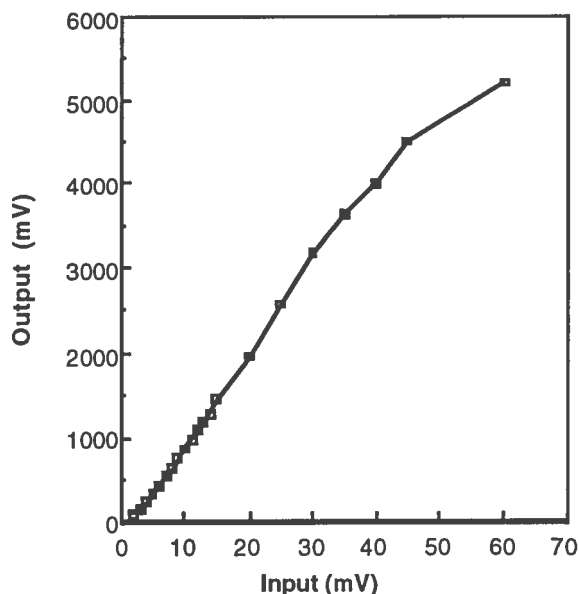


FIG. 5 – Funzione di trasferimento del preamplificatore.

#### 4.2. – L'amplificatore monolitico

L'amplificatore successivo è un circuito integrato MAR4 costruito dalla Mini Circuits [6] [7], specifico per applicazioni in radiofrequenza. Gli amplificatori appartenenti alla famiglia MAR hanno tutti la stessa impedenza di ingresso e di uscita; l'amplificazione indicata dal numero che segue la sigla MAR è invece diversa per ogni tipo. Questa caratteristica ci dà

pertanto la possibilità di ottenere diverse amplificazioni sostituendo solo questo componente. Le caratteristiche del componente MAR4 sono riportate nella tabella seguente.

Freq. MHz	S 11			S 21		S 12			S 22		
	dB	Mag.	Ang.	dB	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.
100	-14.42	0.19	177	8.2	174	-19.92	0.16	0	-20	0.10	-14
500	-14.89	0.18	169	8.2	156	-15.92	0.16	1	-17.72	0.13	-54
1000	-15.39	0.17	159	8.1	135	-15.92	0.16	3	-14.89	0.18	-94
1500	-15.39	0.17	157	8.0	112	-15.39	0.17	4	-12.40	0.24	-121
2000	-14.42	0.19	151	7.7	90	-14.42	0.19	3	-11.06	0.28	-145
2500	-12.40	0.24	159	7.6	69	-13.98	0.20	-1	-9.37	0.34	-165
3000	-10.17	0.31	151	6.9	46	-13.15	0.22	-6	-9.12	0.35	-176
3500	-8.18	0.39	139	6.0	27	-12.77	0.23	-11	-8.64	0.37	-160
4000	-6.74	0.46	126	4.9	8	-12.04	0.25	-23	-8.40	0.38	-147

Per tutti i componenti della famiglia MAR, lo schema interno è riportato in fig. 6. Per eliminare i livelli d.c. sia in ingresso che in uscita, devono essere usate delle capacità di blocco ad alto Q. L'induttanza VK200 in serie con l'uscita serve a far sì che la resistenza di polarizzazione non appaia in parallelo al carico. Anche nella realizzazione di questa sezione del circuito è stata posta una cura particolare, al fine di minimizzare le capacità parassite.

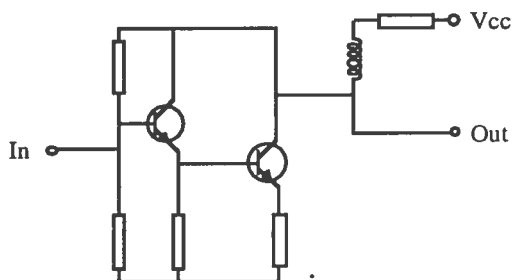


FIG. 6 – Schema interno dei componenti della famiglia MAR.

#### 4.3. – Lo stretcher lineare

La realizzazione di uno stretcher lineare di buone prestazioni con segnali aventi dinamica di 20 dB e durata dell'ordine di 5 ns non può essere ottenuta con un singolo componente. Sono quindi stati usati tre stadi di stretcher, due in uscita dal MAR4 ed uno in ingresso al rivelatore di picco. Lo schema di ogni stadio, identico per i tre, è indicato in fig. 7. Quando viene applicato un segnale in base, la costante di tempo di carica della capacità posta sull'emettitore è approssimativamente eguale a  $(R_B/\beta + r_e) \times C_e$  (dove  $r_e$  è la resistenza differenziale di emettitore); la costante di tempo per la scarica è data da  $R_e \times C_e$ .

Lo schema complessivo dello stretcher lineare è mostrato in fig. 8. Il primo stadio è costituito dal transistor T<sub>5</sub> (BFR 99 con  $f_t$  di 1.4 GHz) ed è polarizzato a più di 1 mA; quindi la resistenza differenziale di emettitore è inferiore a 25 Ω ed il termine  $R_B/\beta$  è trascurabile. La capacità posta sull'emettitore del transistor T<sub>5</sub> è di 47 pF, mentre la resistenza di emettitore è di 10 KΩ. Con questi valori, la costante di tempo di carica è dell'ordine del ns, mentre la costante di tempo per la scarica di questi stadi è pari a 470 ns, poichè la capacità di 47 pF si scarica sulla resistenza di emettitore di 10KΩ.



Nel successivo stadio di stretcher, costituito dal transistor  $T_6$  ( BFR 99), la capacità di emettitore è 10 volte più elevata mentre la resistenza di emettitore lo è di 3 volte. Conseguentemente la costante di tempo di scarica è  $680\text{pF} \cdot 33\text{K}\Omega$ , ovvero  $22 \mu\text{s}$ .

Il buffer di uscita, un LH002, serve sia da disaccoppiatore che da pilota per il cavo coassiale che porta il segnale al successivo circuito rivelatore di picco, situato all'interno del cassetto NIM. La funzione di trasferimento del circuito fino all'ingresso del cassetto NIM è mostrata in Fig. 9.

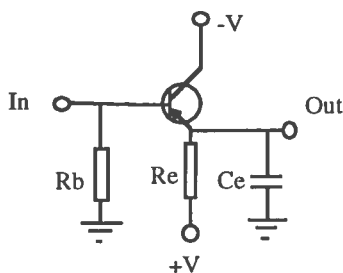


FIG. 7 – Schema di ciascuno degli stadi dello stretcher lineare.

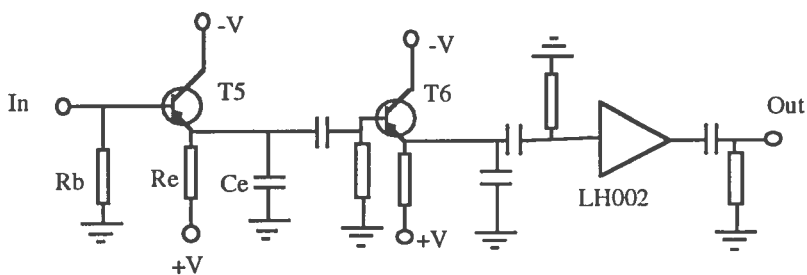


FIG. 8 – Schema dello stretcher lineare.

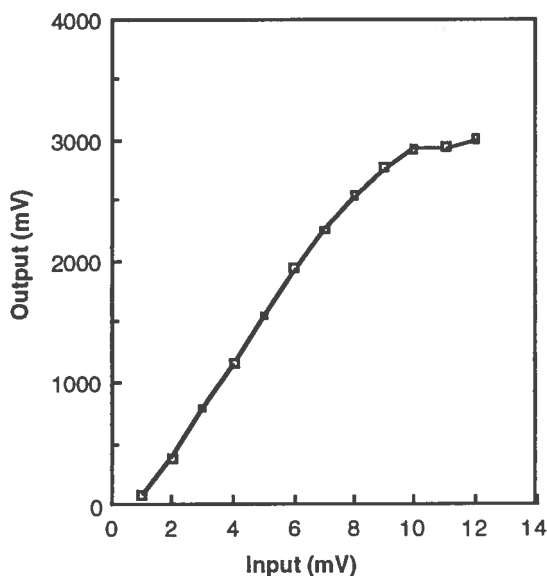


FIG. 9 – Funzione di trasferimento dello stretcher lineare.

#### 4.4. – Il rivelatore di picco

Lo schema complessivo del rivelatore di picco è mostrato in Fig. 10. In ingresso si ha un ulteriore stadio di stretcher, che ricevendo segnali già allungati può lavorare a correnti di emettitore ancora più basse rispetto a quelle degli stadi precedenti. Quindi la resistenza di emettitore del terzo stadio, come detto in precedenza, è di  $150\text{K}\Omega$  ed è connessa a +24 Volt. La corrente di emitter è circa 0.1 mA. La costante di tempo di carica è di  $250\Omega \times 680\text{pF}$ , mentre la costante di tempo di scarica è  $150\text{K}\Omega \times 680\text{pF}$  e quindi molto più elevata.

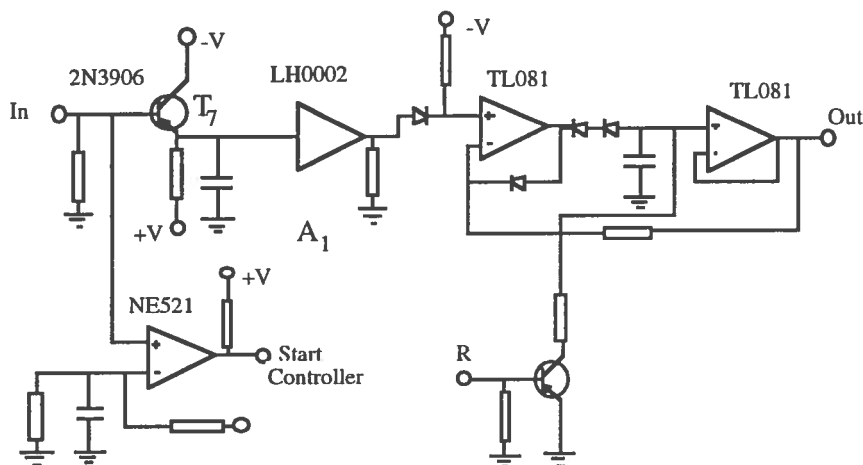


FIG. 10 – Schema del rivelatore di picco.

Il buffer successivo, realizzato con un LH4002, consente di pilotare a bassa impedenza l'elemento che esplica la funzione di rivelatore di picco. Quest'ultimo, che segue il buffer, presenta una struttura classica [8].

La funzione di trasferimento del rivelatore di picco, incluso lo stadio di stretcher, è mostrata in Fig. 11. Il valore dell'amplificazione del MAR è stato scelto in modo che con questa

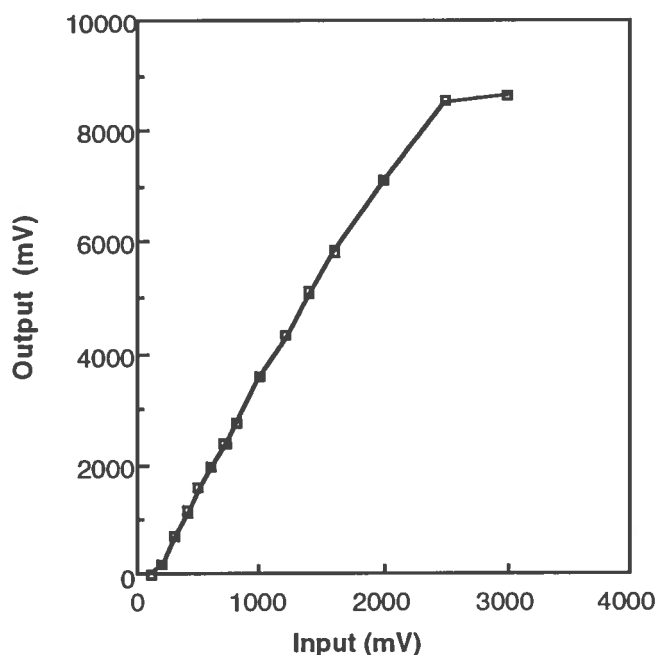


FIG. 11 – Funzione di trasferimento del rivelatore di picco.

funzione di trasferimento si abbia in ingresso un segnale che è minimo di 200 mV. La soglia del comparatore  $A_1$  è stata perciò fissata a 200 mV. Quando in ingresso vi è un segnale sopra soglia, l'uscita del comparatore fornisce lo start al controller, basato su di una macchina di stati e che a sua volta provvede a far partire una sequenza di segnali di controllo (segnali  $S_1, S_2, S_3$ ). Per questa applicazione, dove la frequenza dei segnali in ingresso è dell'ordine di 10 KHz, la scarica della capacità del rivelatore di picco è realizzata in modo semplice mediante il singolo transistor  $T_7$ ; esso riceve il segnale di azzeramento  $S_3$  dalla logica di controllo abilitata dall'uscita del comparatore  $A_1$ .

#### 4.5. - L'integratore

L'ampiezza in uscita dal rivelatore di picco è proporzionale alla carica del segnale del PM, a sua volta proporzionale alla luce prodotta nella fibra. Per effettuare questa misura di carica si può scegliere una soluzione digitale o analogica. La soluzione digitale richiede l'uso di un flash ADC e della necessaria logica di controllo, oltre ad un accumulatore digitale di almeno 32 bit. La soluzione analogica richiede un integratore realizzato con operazionali di precisione a bassissima corrente di bias. Si è scelta la soluzione analogica, in modo tale da poter disporre di un circuito che funzioni sia interfacciato al computer sia in modalità stand-alone.

Per la realizzazione del circuito (Fig. 12), si è usato l'operazionale AD515; esso presenta uno stadio di ingresso a JFET ed è un componente di tipo elettrometrico dalla Analog Device. L'AD515 è caratterizzato dalla più bassa corrente di bias possibile in un operazionale (0.075 pA); grazie a questo è possibile realizzare degli integratori che operino per tempi molto lunghi come nella applicazione qui richiesta, ove gli impulsi vengono integrati per 2 s. La corrente di bias dell'operazionale deve tuttavia essere tale da non inficiare la carica dovuta agli impulsi. Usando una capacità di integrazione di 1  $\mu$ F, l'errore dovuto alla corrente di bias resta al di sotto del mV.

L'uscita del rivelatore di picco è collegata all'integratore tramite i due operazionali  $A_3$  ed  $A_4$ ; essi sono di tipo JFET ad alto "slew rate", con bassi valori della tensione di offset e della corrente di bias.

L'interruttore  $S_1$ , comandato dalla logica di controllo, applica il segnale all'integratore solo per un intervallo di tempo definito. La scelta dell'interruttore è stata fatta tenendo conto sia dei tempi di commutazione che delle correnti di leakage, che devono essere tenute basse. Si è scelto l'HI201HS, il quale ha una corrente di leakage tipicamente dell'ordine dei 300 pA e tempi di commutazione dell'ordine di 30 ns.

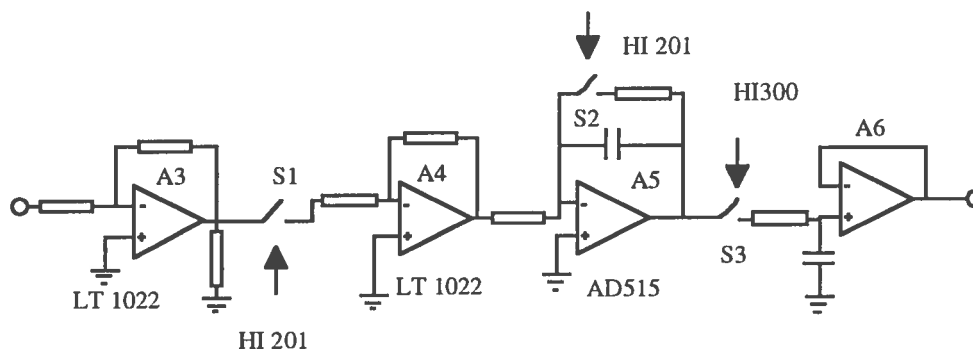


FIG. 12 - Schema dell'integratore.

Terminato il periodo di integrazione, l'uscita dell'integratore viene letta da un sample and hold realizzato semplicemente a mezzo di un interruttore HI-300 della Siliconix (corrente di leakage di 40 pA) e di un LT1022 con corrente di bias di 10 pA. La lettura viene ottenuta chiudendo l'interruttore S<sub>3</sub>. Essendo la capacità di hold pari a 0.1 μF ed essendo la corrente di leakage totale di 50 pA, in un secondo la corrente di leakage causa un errore massimo pari a  $\partial V/\partial t = \partial Q/C = 50 \cdot 10^{-12}/10^{-7} = 0.5 \text{ mV/s}$ .

#### 4.6. – Il controller

Il controller è stato realizzato con una macchina di stati. La logica è contenuta all'interno di un 16R6. Il diagramma di flusso è mostrato in Fig. 13. La logica di controllo provvede a fornire i necessari segnali di servizio a tutto il sistema. Viene usato un quarzo ad 8 MHz, affinché le temporizzazioni di tutto il sistema siano precise e stabili.

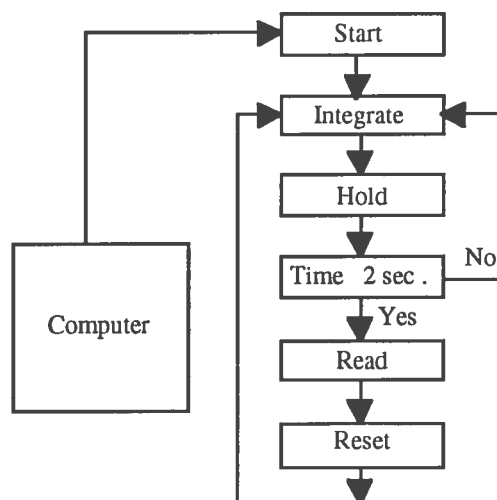
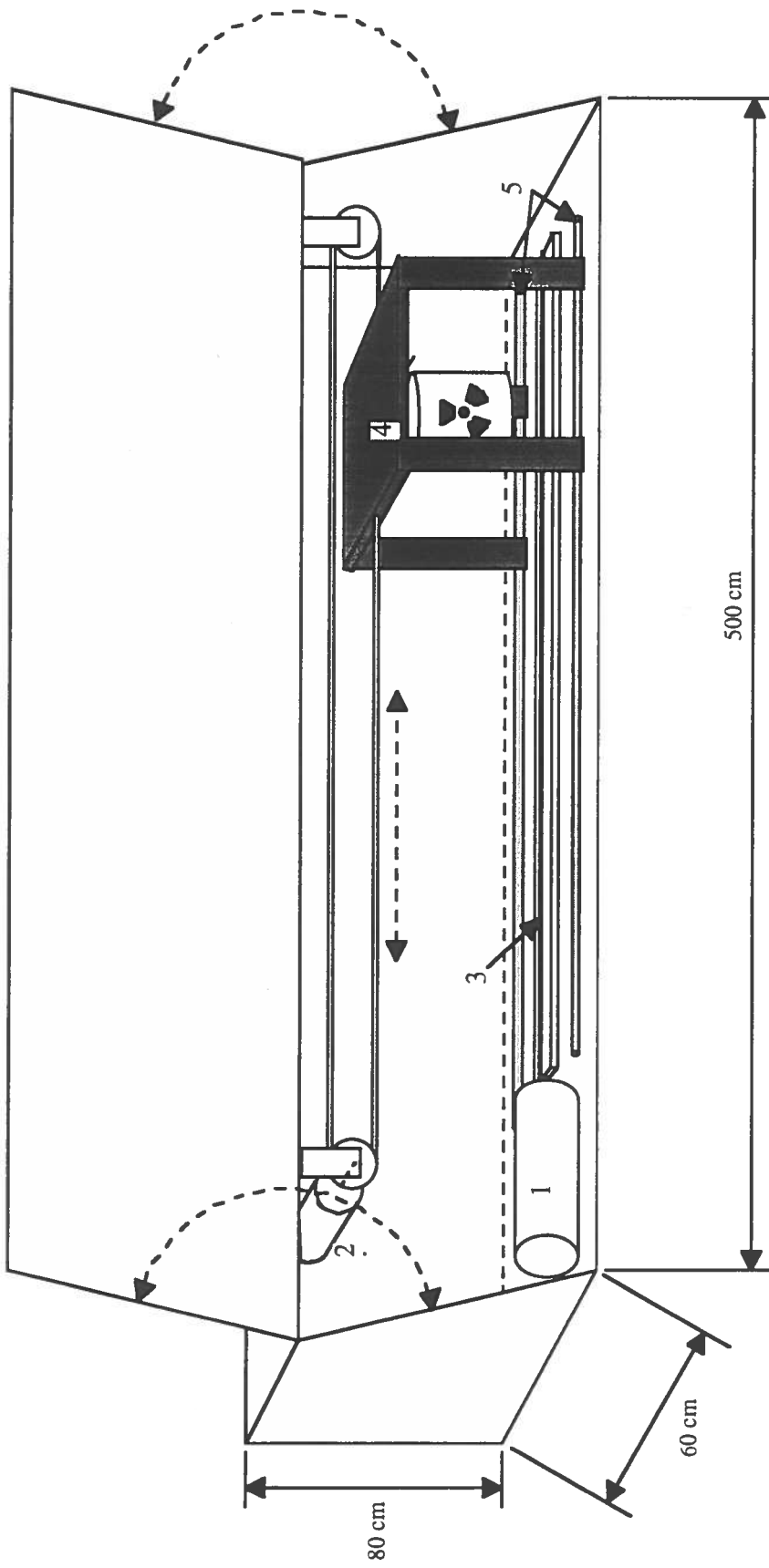


FIG. 13 – Diagramma di flusso del controller.

### 5. – PRESTAZIONI DEL SISTEMA E CONCLUSIONI

Nella Figura 14 è schematizzato l'apparato realizzato per il test delle fibre. Sono evidenziate le parti meccaniche per la movimentazione della sorgente, il supporto fibra e il fotomoltiplicatore.

Per ogni fibra, la lunghezza di attenuazione  $\lambda_{att}$  ed il valore medio di luce emessa sono stati ricavati tramite fit esponenziale dei punti ottenuti nelle misure. Si sono poi calcolati i valori medi di tali grandezze per ogni gruppo e per ogni preform. Nella tabella seguente è riportato un set di 10 misure ripetute sulla stessa fibra: il grado di ripetibilità, che caratterizza le prestazioni del sistema, è migliore del 3% in termini di lunghezza di attenuazione e del 2% in termini di luce emessa.



- 1 supporto fotomoltiplicatore
- 2 motore movimento sorgente
- 3 supporto fibra ottica
- 4 supporto sorgente radioattiva
- 5 binari rettificati

Disegno non in scala

Per chiarezza di rappresentazione nel disegno la dimensione longitudinale e' stata artificialmente accorciata di un fattore 2 rispetto a quella trasversale.

FIG. 14 - Apparato sperimentale.

# misura	$\lambda$ att (mm)	Output medio (mV)	Buio (mV)
1	2225	309	65
2	2210	311	66
3	2302	306	64
4	2355	301	62
5	2238	308	65
6	2277	312	63
7	2316	300	66
8	2305	299	60
9	2324	305	65
10	2300	304	66

In conclusione, il lavoro svolto ha mostrato la possibilità di verificare in modo affidabile e ripetibile le proprietà delle fibre ottiche scintillanti di interesse per il loro impiego in rivelatori calorimetrici e più precisamente la quantità di luce prodotta e la lunghezza di attenuazione. Per misure su larga scala, è necessario applicare questa metodologia per sviluppare e mettere a punto uno strumento capace di effettuare rapidamente e in modo automatizzato misure su un numero di fibre sufficientemente grande, anzichè su di una singola fibra alla volta.

## 6. RINGRAZIAMENTI

E' doveroso ringraziare il personale dell'Officina Meccanica della Sezione INFN di Napoli, in particolare R. Rocco, G. Improta, C. Farella, M. Borriello e F. Pagano, il cui contributo è stato essenziale per la risoluzione dei numerosi problemi di progettazione e realizzazione dell'apparato meccanico. Un ringraziamento particolare va a P. Salmas per i suoi frequenti ed utilissimi consigli nella realizzazione dell'elettronica. In fine, è importante ringraziare gli studenti V. Barassi, U. Rubizzo ed E. Angelillo, che hanno attivamente partecipato alla calibrazione e presa dati dell'intero apparato, nell'ambito del lavoro per il loro esame di Laboratorio del quarto anno del corso di laurea in Fisica.

## REFERENZE

- 1) F.G. Hartjes e R. Wigmans, "Scintillating plastic fibres for hadron calorimetry", Nucl. Instr. and Meth. **A277** (1989) 379.
- 2) R. De Salvo ed al., "A novel way of electron identification in calorimeters", Nucl. Instr. and Meth. **A279** (1989) 467.
- 3) LeCroy Corporation, "TRA1000 Charge/Current Pulse Preamplifier", 1990 Catalog, pag. 215-221.
- 4) J.J. Greame e G. E. Tobey, "Operation Amplifier", Mc Graw Hill, pag. 233- 234.
- 5) Laben S.p.A., "Quad Hybrid preamplifier mod 5311 ", Nota Interna.
- 6) Scientific Components Corporation Mini-Circuits, "RF/IF Signal Processing Guide"(1990) pag. 40-42.
- 7) L. Caiazza ed al., "Un Amplificatore NIM ad otto canali a 300 MHz a basso costo", Nota Interna INFN TC-90/05 (1990).
- 8) Frederiksen ed al., "Linear Application Handbook", National Semiconductor Corp., Application Notes An 74, An 75 e An 227.